



①⑨ **BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND**



**DEUTSCHES
PATENTAMT**

⑫ **Offenlegungsschrift**
⑩ **DE 44 40 947 A 1**

⑤① Int. Cl.⁶:
H 04 L 25/49
H 03 M 5/20

②① Aktenzeichen: P 44 40 947.8
②② Anmeldetag: 17. 11. 94
④③ Offenlegungstag: 25. 4. 96

DE 44 40 947 A 1

③⑩ Innere Priorität: ③② ③③ ③①
19.10.94 DE 44 37 342.2

⑦① Anmelder:
Ke Kommunikations-Elektronik GmbH & Co, 30179
Hannover, DE

⑦② Erfinder:
Huber, Johannes, Prof. Dipl.-Ing., 91094
Langensendelbach, DE; Fischer, Robert, Dipl.-Ing.,
91052 Erlangen, DE

⑤④ **Verfahren zur digitalen Nachrichtenübertragung**

⑤⑦ Es wird ein Verfahren zur digitalen Nachrichtenübertragung angegeben, bei welchem jedes digitale Sendesymbol eines zu übertragenden Datenstroms durch mehrere unterschiedliche Signalwerte repräsentiert wird. Die Signalwerte der Sendesymbole werden einem Verzerrungen derselben durch die Übertragungsstrecke entgegenwirkenden Vorverzerrungssystem zugeführt, dessen Ausgangssignal über eine angeschlossene Übertragungsstrecke übertragen wird. Das übertragene Signal wird am Ende der Übertragungsstrecke abgetastet und anschließend weiterverarbeitet und einem Entscheider zugeführt. Die maximale Amplitude des Signals am empfangsseitigen Entscheider wird durch eine sendeseitige Begrenzung der Menge von möglichen Signalwerten für die einzelnen Sendesymbole begrenzt.

DE 44 40 947 A 1

Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zur digitalen Nachrichtenübertragung, bei welchem jedes digitale Sendesymbol eines zu übertragenden Datenstroms durch mehrere unterschiedliche Signalwerte repräsentiert wird, bei welchem die Signalwerte der Sendesymbole einem Verzerrungen derselben durch die Übertragungsstrecke entgegenwirkenden Vorverzerrungssystem zugeführt werden, dessen Ausgangssignal über eine angeschlossene Übertragungsstrecke übertragen wird, und bei welchem das übertragene Signal am Ende der Übertragungsstrecke abgetastet und anschließend weiterverarbeitet sowie einem Entscheider zugeführt wird (US-Z "IEEE Communications Magazine", Dezember 1991, Seiten 25 bis 34).

Nachrichtentechnische Signale können mit einem derartigen Verfahren leitungsgebunden oder drahtlos übertragen werden. Für die leitungsgebundene Übertragung werden Kabel mit elektrischen oder optischen Übertragungswegen eingesetzt. Die drahtlose Übertragung erfolgt beispielsweise über Richtfunk oder Satellitenfunk. Störungen bei der Übertragung werden beispielsweise durch thermisches Rauschen, Übersprechen anderer Signale und Rauschen elektronischer und elektrophotischer Bauelemente hervorgerufen. Es können jedoch auch Realisierungstoleranzen und Taktschwankungen zu Störungen führen. Das Verhältnis von Nutzsignal zu Störsignal (Störabstand) und damit die erreichbare Bitfehlerhäufigkeit bzw. die überbrückbare Entfernung der Signalübertragung hängen wesentlich von den geschilderten Einflußgrößen ab.

Gemäß dem Kanalcodierungstheorem der Informationstheorie kann bei der digitalen Nachrichtenübertragung über Störungen aufweisende Übertragungskanäle eine hohe Zuverlässigkeit für ein Sendesignal erreicht werden, wenn anstelle weniger diskreter Signalwerte zur Repräsentation der digitalen Sendesymbole kontinuierlich gaußverteilte Signalwerte verwendet werden. Verfahren zur Erzeugung von Sendesignalen mit dieser Eigenschaft werden als Shaping- oder Signalformungsverfahren bezeichnet. Ein solches Verfahren ist beispielsweise in der US-Z "IEEE Transactions on Information Theory", VOL. 38, No. 2, März 1992, Seiten 301 bis 314 beschrieben. Bei einer vielstufigen Übertragung ist dadurch gegenüber gleichverteilten Signalwerten eine Verringerung der mittleren Sendeleistung bei gleicher Zuverlässigkeit der Übertragung möglich. Besondere Bedeutung hat eine solche Verringerung der Sendeleistung bei der digitalen Nachrichtenübertragung über Medien, bei denen die Störung im wesentlichen durch das Nebensprechen gleichartiger Signale zustande kommt, z. B. bei Aderpaaren in hochpaarigen Kabeln. In diesen Fällen bewirkt eine Verringerung der Sendeleistung zugleich eine Verringerung der Störung bezüglich paralleler Übertragungswege. Es bietet sich dadurch die Möglichkeit, die Reichweite der Übertragung zu vergrößern.

Die eingangs erwähnte US-Z "IEEE Communications Magazine", beschreibt ein Verfahren zur Übertragung digitaler Sendesymbole über Übertragungskanäle, die lineare Verzerrungen der Signale erzeugen. Solche Übertragungskanäle liegen beispielsweise in Kabeln mit metallischen Aderpaaren vor. Die linearen Verzerrungen werden bei diesem Verfahren durch eine Vorverzerrung der Signale ausgeglichen. Es wird dazu im Sender ein nichtlineares Vorverzerrungssystem, die sogenannte "Tomlinson-Harashima-Vorcodierung", einge-

setzt. Dieses nichtlineare Vorverzerrungssystem kann in seiner Wirkungsweise auch durch ein lineares Vorverzerrungssystem und eine periodische Fortsetzung der Signalkonstellation beschrieben werden. Dabei werden nicht — wie bisher üblich — im Sender die unterschiedlichen digitalen Sendesymbole (z. B. bei binärer Übertragung 0 und 1; bei vierstufiger Übertragung die Dibits 00, 01, 10, 11) auf gleich viele diskrete Amplitudenstufen des Sendesignals abgebildet, sondern es erfolgt eine periodische Fortsetzung dieser Amplitudenstufen. Diese periodische Fortsetzung wird beispielsweise durch ein im Vorverzerrungssystem vorhandenes nichtlineares Übertragungsglied mit einer Sägezahn-Kennlinie erzeugt. Jeder Zahn dieser Kennlinie entspricht einer periodischen Fortsetzung der Signalkonstellation. Jedes digitale Sendesymbol wird also durch sehr viele verschiedene Amplitudenwerte des Sendesignals — im folgenden "Signalwerte" genannt — repräsentiert.

Damit erzeugt die Tomlinson-Harashima-Vorcodierung auch eine periodische Fortsetzung der Signalkonstellation am Empfänger. Die Dynamik des Signals am Ausgang des Übertragungskanals wird dadurch stark erhöht. Durch diese bei stark verzerrenden Übertragungskanälen meist drastische Erhöhung der empfangsseitigen Signaldynamik werden die empfangsseitige Weiterverarbeitung des Signals und insbesondere eine adaptive Feinentzerrung sowie die Extraktion des Symboltakts aus dem Signal sehr erschwert. Ebenso wirken sich statistische Bindungen im Empfangssignal sowie dessen annähernd gauß'sche Verteilung nachteilig auf das Einlaufverhalten von adaptiven Entzerrern aus. Beide Effekte werden durch die sendeseitige Tomlinson-Harashima-Vorcodierung erzeugt.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, das eingangs beschriebene Verfahren so weiterzubilden, daß die Dynamik des empfangenen Signals verringert wird.

Diese Aufgabe wird gemäß der Erfindung dadurch gelöst, daß die maximale Amplitude des Signals am empfangsseitigen Entscheider durch eine sendeseitige Begrenzung der Menge von möglichen Signalwerten für die einzelnen Sendesymbole begrenzt wird.

Anstelle einer unendlichen periodischen Fortsetzung der Signalkonstellation werden bei diesem Verfahren nur Signalwerte zugelassen, deren Betrag eine vorgegebene obere Schranke nicht überschreitet. Erreicht wird das beispielsweise durch den Einsatz eines nichtlinearen Übertragungsgliedes im Vorverzerrungssystem, das eine Kennlinie mit nur wenigen Sägezähnen mit linearen Ästen hat. Jeder Sägezahn entspricht einem Signalwert. Die Kennlinie hat beispielsweise zwei bis vier Sägezähne. Statt sehr vieler Signalwerte für die einzelnen Sendesymbole werden also bei diesem Verfahren nach Maßgabe der oberen Schranke nur wenige verwendet. Dabei wird jeweils derjenige Signalwert ausgewählt, für den der Momentanwert am Ausgang des linearen Vorverzerrungsfilters am kleinsten ist. Diese Auswahl erfolgt unmittelbar durch das nichtlineare Übertragungsglied. Mit diesem Verfahren werden also bereits auf der Sendeseite die Eigenschaften des empfangsseitigen Signals berücksichtigt. Die Signaldynamik am Entscheider wird dadurch in gewünschten Grenzen gehalten. Auch die Weiterverarbeitung des Signals und dessen adaptive Feinentzerrung sowie die Extraktion des Symboltakts aus dem Signal werden wesentlich vereinfacht.

Da sehr große Amplitudenwerte des empfangsseitigen Signals vermieden werden, wird außerdem die Störung durch eine nicht vollständige Entzerrung wesentlich verringert. Dadurch können die Genauigkeitsanfor-

derung an Symboltaktphase (Jitter) und Entzerrung geringer gehalten werden. So reicht für eine Darstellung des Signals im Empfänger zur digitalen Weiterverarbeitung mittels Analog-Digital-Umsetzung, beispielsweise zur adaptiven Feinentzerrung, eine weit geringere Daten- und Koeffizienten-Wortbreite aus. Eine Realisierung wird dadurch nicht nur wesentlich preisgünstiger. Sie ist auch bei viel höheren Geschwindigkeiten (Datenraten) möglich. Die Bandbreite der Phasenregelschleife zur Symboltaktgewinnung kann erhöht werden, da mehr Taktjitter zulässig ist. Auf diese Weise wird ein besseres Fang- und Einrastverhalten erreicht.

Die Verteilung der empfangsseitigen Amplitudenwerte weicht im Gegensatz zur originalen Tomlinson-Harashima-Vorcodierung stark von der gauß'schen Verteilung ab und ist infolge der Amplitudenbegrenzung eher diskret rechteckförmig. Diese Eigenschaft des Verfahrens ermöglicht den Einsatz blinder Entzerrungsverfahren zur adaptiven empfangsseitigen Feinentzerrung. Außerdem werden aufgrund der Dynamikbegrenzung statistische Bindungen innerhalb der Sequenz von empfangenen Signalwerten verringert. Dadurch wird das Einlaufverhalten von blinden adaptiven Entzerrungsverfahren günstig beeinflusst.

Das Prinzip der Dynamikreduktion läßt sich auch dann ohne Einschränkung anwenden, wenn unter Verwendung von Shaping-Bits zusätzlich eine Signalformung durchgeführt wird. Dabei werden die Signalwerte nicht nur durch die zu übertragenden digitalen Sendesymbole, sondern auch durch frei wählbare Shaping-Bits ausgewählt. Für jede Kombination von Shaping-Bits und digitalem Sendesymbol stehen mehrere, in der Anzahl begrenzte Signalwerte zur Verfügung. Der Bereich von möglichen Signalwerten wird wieder durch eine obere Schranke für deren Betrag eingeschränkt. Auf diese Weise wird die Dynamik des Empfangssignals auf diesen Bereich begrenzt. Für jede aktuelle Kombination von Shaping-Bits und digitalem Sendesymbol wird der Signalwert verwendet, für den die Signalamplitude am Ausgang des Vorverzerrungssystems am kleinsten ist. Zudem wird mit Hilfe eines Decoders langfristig, also über viele Symboltakte, diejenige Sequenz von Shaping-Bits ermittelt, für welche die mittlere Leistung des Sendesignals am Ausgang des Vorverzerrungssystems minimal ist. Auf diese Weise werden die Verteilung des Sendesignals nahezu gaußförmig geformt und ein Signalformungsgewinn erzielt.

Wenn die Sendesymbole des zu übertragenden Datenstroms und die Shaping-Bits einem Puls-Amplituden-Modulator ohne gesonderten Scrambler direkt und getrennt voneinander über unterschiedliche Eingänge zugeführt werden, erfolgen deren Mischung und gemeinsame Verwürfelung allein durch das Vorverzerrungssystem. Ohne einen Scrambler entfallen das Descrambling im Empfänger und somit die Fehlervervielfachung. Der durch eine solche Signalformung erzielte Gewinn — der Signalformungsgewinn — in Form einer Verringerung der Sendeleistung bleibt dadurch erhalten. Die Reichweite der Übertragung kann daher weiter erhöht werden.

Das Verfahren nach der Erfindung wird anhand der Zeichnungen als Ausführungsbeispiel erläutert.

Es zeigen:

Fig. 1 eine Übertragungsstrecke zur Durchführung des Verfahrens nach der Erfindung in schematischer Darstellung.

Fig. 2 ein äquivalentes Ersatzschaltbild der Übertragungsstrecke nach Fig. 1.

Fig. 3 Diagramme zur Erläuterung der Begrenzung der Amplitude des Empfangssignals.

Fig. 4 und 5 zwei unterschiedliche Schaltungen zur Durchführung des Verfahrens.

Fig. 6 den Signalformungsgewinn über der Pfadregi-sterlänge des Decoders.

Fig. 7 den Betrag der maximalen Amplitude des Empfangssignals über dem Signalformungsgewinn.

Auf der Sendeseite einer digitalen Übertragungsstrecke ist ein Vorverzerrungssystem VVS vorhanden, das die von der Übertragungsstrecke mit der zeitdiskreten Ersatz-Übertragungsfunktion $b(z)$ hervorgerufenen Verzerrungen des Sendesignals S berücksichtigt und denselben entgegenwirkt. Falls eine Signalformung mit Shaping-Bits angewendet wird, erfolgt eine Auswahl aus mehreren Signalwerten A , die durch Addition eines Signals F in Fig. 1 angedeutet ist. Ohne Signalformung ist $F = 0$. Das nichtlineare Verhalten des VVS wird äquivalent durch eine Korrektursequenz V , die auch den Einfluß von Shaping-Bits beinhalten kann, und durch ein lineares VorverzerrungsfILTER VVF (Fig. 2) mit der Übertragungsfunktion $1/b(z)$ beschrieben. Das jeweilige digitale Sendesymbol ist mit einem Signalwert A gekennzeichnet. Die durch die Korrektursequenz V beeinflussten Signalwerte A des zu übertragenden Datenstroms werden als effektive Eingangssequenz X dem linearen VVF zugeführt. Da das lineare VVF die Verzerrungen der Übertragungsstrecke ausgleicht, liegt am empfangsseitigen Entscheider E genau das Signal X an. Somit ist bereits im Sender bekannt, wie groß die empfangsseitige Signaldynamik ist.

Die Begrenzung der empfangsseitigen Signaldynamik bzw. der maximalen Amplitude des Empfangssignals wird anhand von Fig. 1 bis 3 erläutert:

Im VVS wird ein nichtlineares Übertragungsglied UG mit einer Kennlinie mit nur wenigen, beispielsweise zwei oder drei, Sägezähnen und linearen Ästen für betragsmäßig große Eingangswerte verwendet. Jeder Zahn der Sägezahnkennlinie entspricht einer periodischen Fortsetzung der Signalkonstellation. Während bei der originalen Tomlinson-Harashima-Vorcodierung eine unendliche Sägezahnkennlinie entsprechend einer Modul-Reduktion des Signals angewendet wird, erzeugt das vorliegende Verfahren durch das Übertragungsglied mit nur wenigen Sägezähnen und linearen Ästen eine Fortsetzung der Signalkonstellation um nur wenige Perioden. Vorzugsweise wird die Fortsetzung der Signalkonstellation auf zwei oder drei Perioden begrenzt. Auf diese Weise bleibt die Dynamik empfangsseitig begrenzt. Die Kennlinie wird zweckmäßig in Abhängigkeit vom aktuellen Sendesymbol A gewählt. Die linearen Äste der Kennlinie entsprechen der Verwendung einer begrenzten Menge von Signalwerten für jeweils das gleiche Sendesymbol A . Im Ersatzschaltbild mit linearem VorverzerrungsfILTER VVF gemäß Fig. 2 bedeutet diese Maßnahme, daß für die Korrekturwerte V nur wenige diskrete Werte zugelassen werden. Damit ist auch der Bereich der Empfangssignalwerte auf das Intervall der sendeseitig zugelassenen Signalwerte X begrenzt.

In Fig. 3 ist der Unterschied zwischen der üblichen Tomlinson-Harashima-Vorcodierung mit unbegrenzter Menge von Signalwerten X für jedes Sendesymbol (Fig. 3a) und der dynamikbegrenzten Vorcodierung gemäß der Erfindung (Fig. 3b) am Beispiel einer 4-stufigen Übertragung der Dibits 00, 01, 10, 11 dargestellt. Nach Maßgabe der oberen Schranke OS werden bei vorliegendem Verfahren nur wenige Signalwerte verwendet.

Es wird dabei jeweils derjenige Signalwert ausgewählt, für den der Momentanwert am Ausgang des VVF am kleinsten ist. Die Auswahl des günstigsten Signalwerts erfolgt direkt, ohne weiteren Algorithmus, durch das nichtlineare UG, dessen Kennlinie nur wenige Sägezähne mit linearen Ästen hat. Zusätzliche Einrichtungen zur Bestimmung des geeigneten Korrekturwertes V sind nur dann zur Minimierung der Signalamplitude am Ausgang des VVF erforderlich, wenn das lineare Vorverzerrungsfilter zur Realisierung verwendet wird.

Infolge der empfangsseitigen Dynamikbegrenzung können eine geringe Erhöhung der sendeseitigen Maximalamplitude und auch der mittleren Sendeleistung auftreten. Durch die Wahl des Bereichs für die möglichen Signalwerte X der Sendesymbole kann jedoch ein nahezu kontinuierlicher Austausch zwischen Tomlinson-Harashima-Vorcodierung mit kleiner sendeseitiger und hoher empfangsseitiger Signaldynamik und gewöhnlicher linearer Vorverzerrung bei Zulassung nur je eines Signalwerts gemäß Fig. 3c mit hoher sendeseitiger und minimaler empfangsseitiger Signaldynamik durchgeführt werden. Auf diese Weise ist eine flexible Anpassung der Eigenschaften des digitalen Übertragungsverfahrens an die Anforderungen in der Praxis möglich.

Bei zusätzlicher Anwendung eines Signalformungsverfahrens erfolgt die Dynamikbegrenzung ebenfalls nur durch eine Einschränkung des Bereichs möglicher Signalwerte und eine Vorcodierung mit nichtlinearen Übertragungsgliedern, die lineare Äste für betragsmäßig große Eingangswerte haben. Der Algorithmus zur Bestimmung der für die Signalformung günstigsten Shaping-Bit-Sequenz wird durch die Dynamikbegrenzung nicht unmittelbar beeinflusst. Die Signalformung erfolgt nur hinsichtlich einer Minimierung der mittleren Sendeleistung sowie eventuell weiterer Signaleigenschaften, wie z. B. die spektrale Leistungsdichte.

Infolge des Ziels der Minimierung der mittleren Sendeleistung wird automatisch in jedem Schritt der günstigste Signalwert für das anliegende Sendesymbol aus der begrenzten Menge von Signalwerten gewählt. Es ist somit bei jeder Wahl der Menge von Signalwerten, also bei jeder möglichen Einschränkung der empfangsseitigen Signaldynamik, sichergestellt, daß der Algorithmus zur Signalformung in der Lage ist, eine günstige Sequenz von Shaping-Bits zu finden.

Eine Ausgestaltung des Verfahrens nach der Erfindung mit zusätzlicher Signalformung geht aus den Fig. 4 und 5 hervor:

Einem Puls-Amplituden-Modulator PAM werden die digitalen Sendesymbole einerseits und die Shaping-Bits andererseits zugeführt. Dabei werden vorzugsweise die Shaping-Bits den höherwertigen und die Sendesymbole den niederwertigen Eingängen des PAM aufgegeben. Am Ausgang des PAM steht ein mehrstufiges, beispielsweise ein achtfstufiges Signal zur Verfügung, das dem Vorverzerrungsfilter VVF zugeleitet wird. Das Signal könnte beispielsweise auch vierstufig oder sechzehnstufig sein. Die Anzahl der Stufen des Signals ist grundsätzlich beliebig.

Am Ausgang des VVS steht das Sendesignal S an. Es wird von einem Decoder DEC bewertet, und zwar bezüglich seiner mittleren Leistung, die minimiert werden soll. Die Auswahl von geeigneten Signalwerten erfolgt durch das nichtlineare Übertragungsglied des VVF mit wenigen Sägezähnen zur Dynamikbegrenzung. Die Kennlinie des VVF wird vorzugsweise vom Ausgang des PAM abhängig gewählt, da für die unterschiedlichen Kombinationen von digitalem Sendesymbol und Sha-

ping-Bits je nach Begrenzung des Bereichs von Signalwerten verschieden viele Signalwerte zur Verfügung stehen können.

Aus der Vielzahl von zunächst möglichen Sequenzen von Shaping-Bits wird durch den DEC eine bestimmte Sequenz von damit bekannten Shaping-Bits herausgesucht. Dadurch wird das Sendesignal S in der gewünschten Weise geformt. Die mittlere Leistung des Sendesignals wird damit minimiert, wobei die maximale Amplitude des Signals am empfangsseitigen Entscheider begrenzt bleibt. Es ist mit diesen Maßnahmen auch möglich, die spektralen Eigenschaften des Empfangssignals zu beeinflussen. Außerdem besteht auch die Möglichkeit, die Dynamikbegrenzung durch eine entsprechende Modifikation der Metrik für Signalwerte außerhalb eines erwünschten Amplitudenbereichs durchzuführen.

Zur Signalformung werden wegen des unendlichen Zustandsraums des VVF bei diesem Verfahren mit Vorteil sequentielle Decodierverfahren für Trelliscodes eingesetzt. Als geeignet hat sich beispielsweise das sogenannte Selektionsverfahren erwiesen, das vielfach auch als "M-Algorithmus" bezeichnet wird.

Die Abgabe eines Ausgangssignals durch den PAM ist ein Übertragungsschritt. Ein bis D Übertragungsschritte können einen Signalformungsschritt bilden. Es liegt dann eine mehrdimensionale (D -dimensionale) Signalformung ohne Verwürfelung vor. Sie bietet den Vorteil, daß die Abbildung der Symbole und Shaping-Bits auf das Signal am Ausgang des PAM auf eine vielfältigere Weise gestaltet und somit eventuell ein günstigeres Optimum für diese Zuordnung gefunden werden kann.

In Fig. 6 sind Signalformungsgewinne (brutto) für eine gleichstromfreie Impulsantwort, d. h. $b(z=1) = 0$, mit der Länge 12 über der Pfadregisterlänge des Trellisdecodierverfahrens dargestellt. Bereits bei $B = 4$ aktiver Sequenzen von Shaping-Bits im Selektionsalgorithmus wird ein nennenswerter Signalformungsgewinn erzielt, der größer ist als beim bekannten Verfahren mit einem Scrambler mit 8 Zuständen und einem Viterbi-Decoder mit auf 16 Zustände reduzierter Zustandszahl, da hier bei einer Fehlerquote von etwa 10^{-6} durch Fehlervervielfachung ein Verlust von ca. 0,25 dB gegeben ist.

Bei hohen Übertragungsraten ist die Realisierung eines sequentiellen Decodierverfahrens aufgrund der geringen Regularität und Parallelisierbarkeit schwieriger als die des Viterbi-Algorithmus. Deshalb können die Shaping-Bits gemäß Fig. 5 durch einen imaginären, d. h. nur dem Decodieralgorithmus zugrunde gelegten Scrambler SCR verwürfelt werden, der zu dem hier als Trellisdecoder ausgebildeten DEC gehört.

In Fig. 7 ist die maximale Amplitude des Signals am empfangsseitigen Entscheider E über dem Signalformungsgewinn dargestellt. 0 dB ist dabei der Bezugspunkt. Er entspricht der Sendeleistung der Tomlinson-Harashima-Vorcodierung. Die maximale Amplitude am empfangsseitigen Entscheider E liegt für die Tomlinson-Harashima-Vorcodierung entsprechend dem eingezeichneten Referenzpunkt R bei 25. Positive dB-Werte entsprechen einem Gewinn, während negative dB-Werte eine Erhöhung der mittleren Sendeleistung bedeuten. Für eine möglichst kleine Maximalamplitude am empfangsseitigen Entscheider E und einen möglichst großen Signalformungsgewinn sind also Kurven von Interesse, die in Fig. 7 möglichst weit rechts unten verlaufen.

Die durchgezogenen Linien $K1$ und $K2$ mit Kreisen zeigen den Austausch zwischen Signalformungsgewinn und Dynamik bei einer gleichstrombehafteten zeitdis-

kreten Impulsform mit der Länge von 11 Symbolen. Die gestrichelten Linien K3 und K4 mit Kreuzen geben das Ergebnis für eine gleichstromfreie zeitdiskrete Impulsform mit einer Länge von 12 Symbolen wieder. Die Linien K1 und K3 ergeben sich bei Anwendung des Verfahrens mit Dynamikbegrenzung. Die Linien K2 und K4 gelten für Dynamikbegrenzung und zusätzliches Shaping. Es wurden Impulsformen gewählt, die typischerweise bei der digitalen Übertragung über symmetrische Kabel auftreten. Dazu wurden quaternäre Symbole durch die Werte ± 1 und ± 3 übertragen.

Wird der Amplitudenbereich für die Signalwerte der Sendesymbole in der beschriebenen Form bei Tomlinson-Harashima-Vorcodierung angewendet, so ist infolge der Erhöhung der Dynamik des Signals am Ausgang des VVS ein Verlust hinzunehmen, also eine Sendeleistungserhöhung. Fig. 7 macht deutlich, daß eine entscheidende Verringerung der empfangsseitigen maximalen Signalamplitude zu einem sehr geringen Verlust durch erhöhte Sendeleistung führt. Das Verfahren der Dynamikbegrenzung ermöglicht also — wie schon weiter oben erwähnt — einen nahezu kontinuierlichen Austausch zwischen empfangsseitiger Signaldynamik und Sendeleistung.

Bei zusätzlicher Signalformung (Shaping) ohne Verwürfelung des Datenstroms wird entsprechend den Linien K3 und K4 ein noch günstigerer Austausch zwischen empfangsseitiger Signaldynamik und Sendeleistung erzielt. Hier ergibt sich trotz der Begrenzung der maximalen Amplitude des Empfangssignals noch ein deutlicher Leistungsgewinn. Der Algorithmus zur Bestimmung einer günstigen Sequenz von Shaping-Bits ist hier mit imaginärem Scrambler und Viterbi-Algorithmus für 16 Zustände und Pfadregisterlänge 16 realisiert.

Patentansprüche

1. Verfahren zur digitalen Nachrichtenübertragung, bei welchem jedes digitale Sendesymbol eines zu übertragenden Datenstroms durch mehrere unterschiedliche Signalwerte repräsentiert wird, bei welchem die Signalwerte der Sendesymbole einem Verzerrungen derselben durch die Übertragungsstrecke entgegenwirkenden Vorverzerrungssystem zugeführt werden, dessen Ausgangssignal über eine angeschlossene Übertragungsstrecke übertragen wird, und bei welchem das übertragene Signal am Ende der Übertragungsstrecke abgetastet und anschließend weiterverarbeitet und einem Entscheider zugeführt wird, **dadurch gekennzeichnet**, daß die maximale Amplitude des Signals am empfangsseitigen Entscheider (E) durch eine sendeseitige Begrenzung der Menge von möglichen Signalwerten für die einzelnen Sendesymbole begrenzt wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß ein Vorverzerrungssystem (VVS) mit einem nichtlinearen Übertragungsglied (UG) verwendet wird, dessen Kennlinie nur wenige Sägezähne und lineare Äste für betragsmäßig große Eingangswerte hat.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Sendesymbole zusammen mit Shaping-Bits einem Puls-Amplituden-Modulator (PAM) aufgegeben werden, in dem das zu übertragende Signal bei der digital/analog Umsetzung einer Signalformung unterzogen wird, dessen geformtes analoges Ausgangssignal dem Vorverzer-

rer zugeführt wird.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Sendesymbole und die Shaping-Bits dem Puls-Amplituden-Modulator (PAM) direkt und getrennt voneinander über unterschiedliche Eingänge zugeführt werden.

5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Shaping-Bits den höherwertigen und die Sendesymbole den niederwertigen Eingängen des Puls-Amplituden-Modulators (PAM) zugeführt werden.

Hierzu 4 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

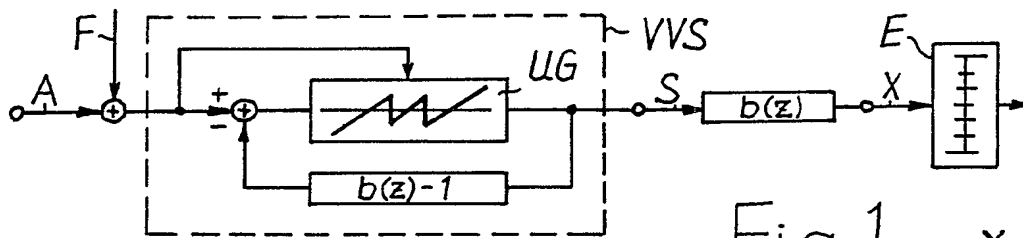


Fig.1 *

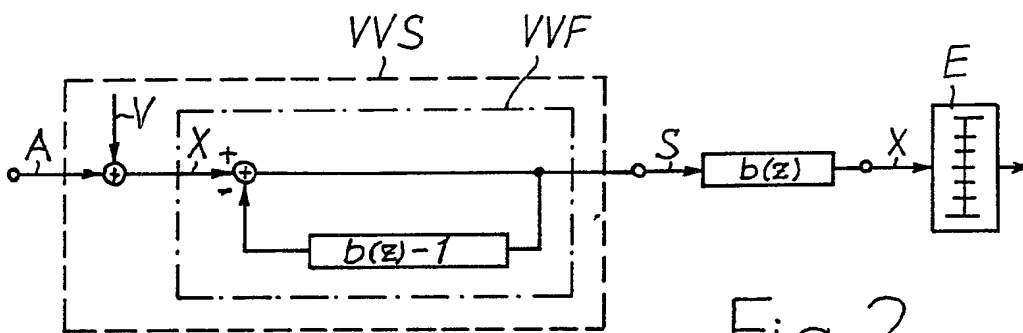


Fig.2

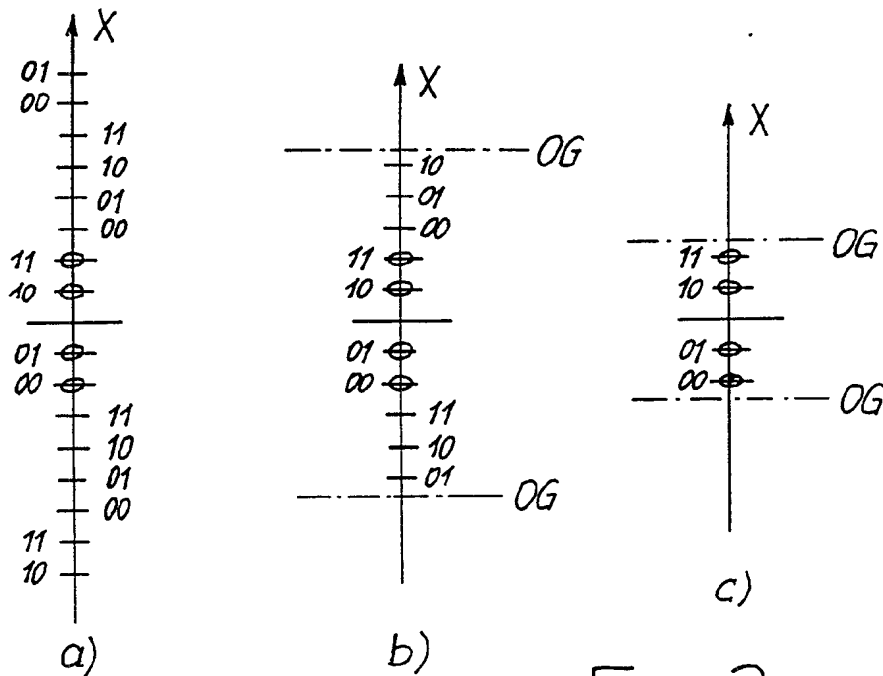


Fig.3

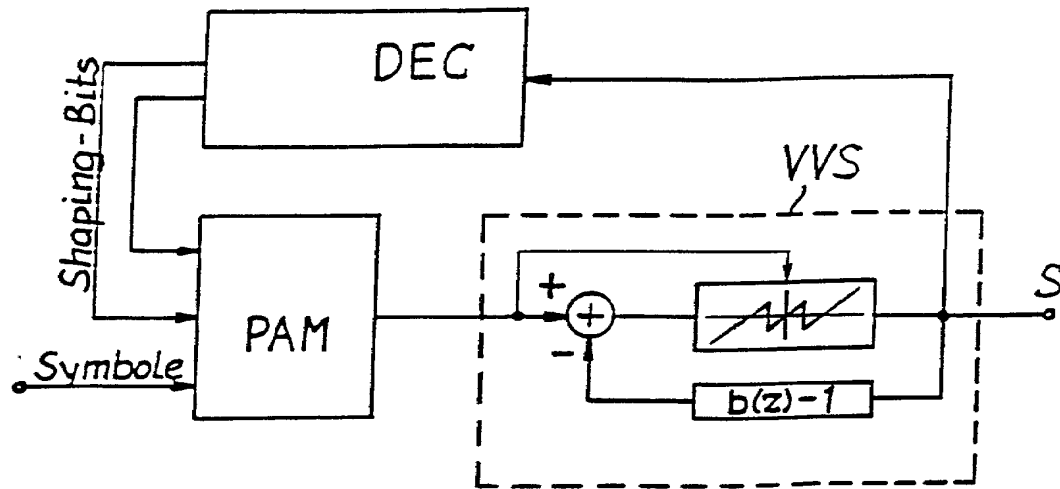


Fig. 4

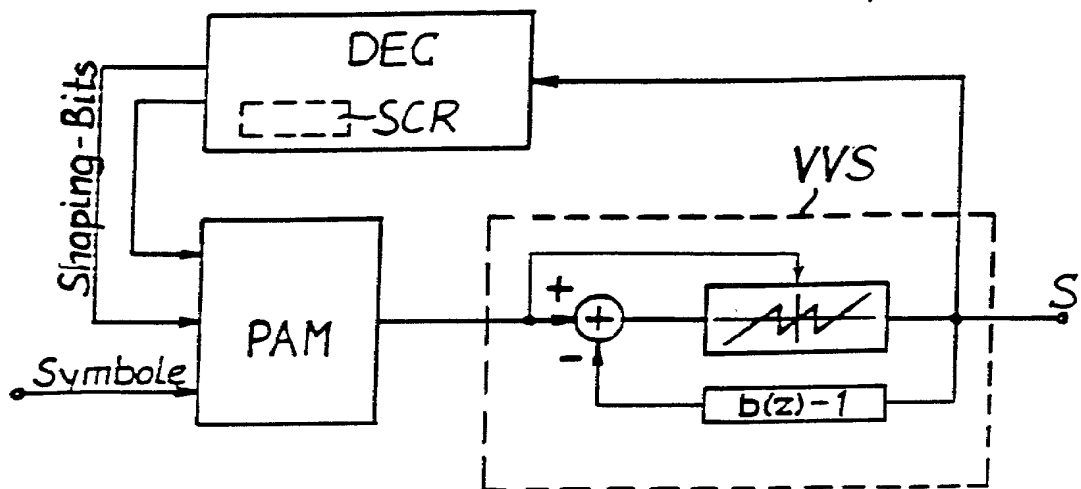


Fig. 5

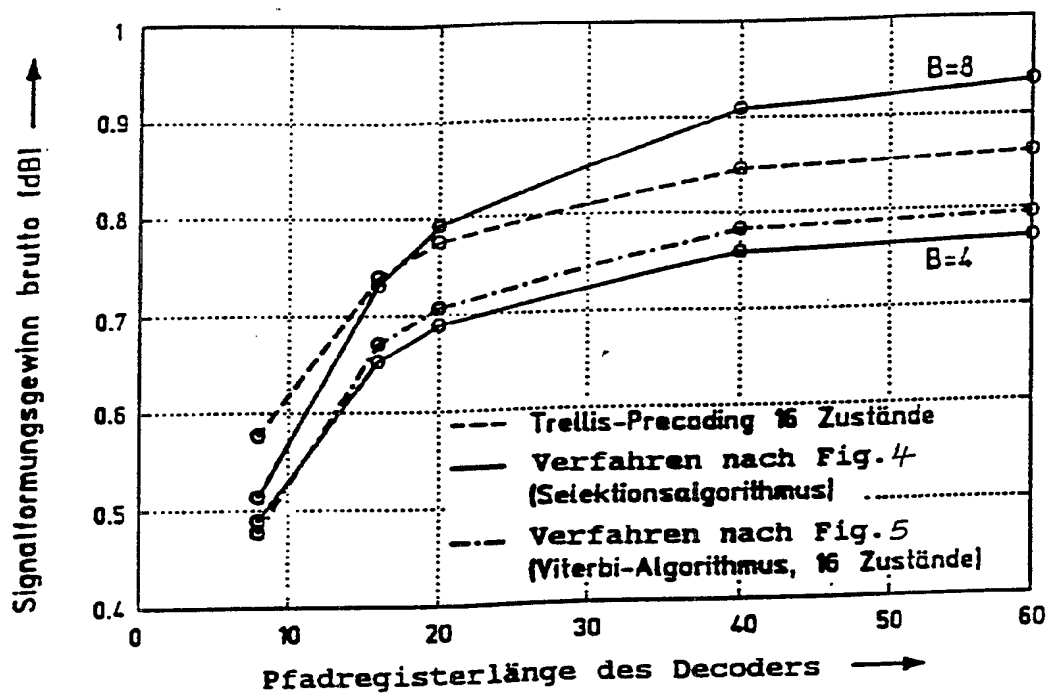


Fig. 6

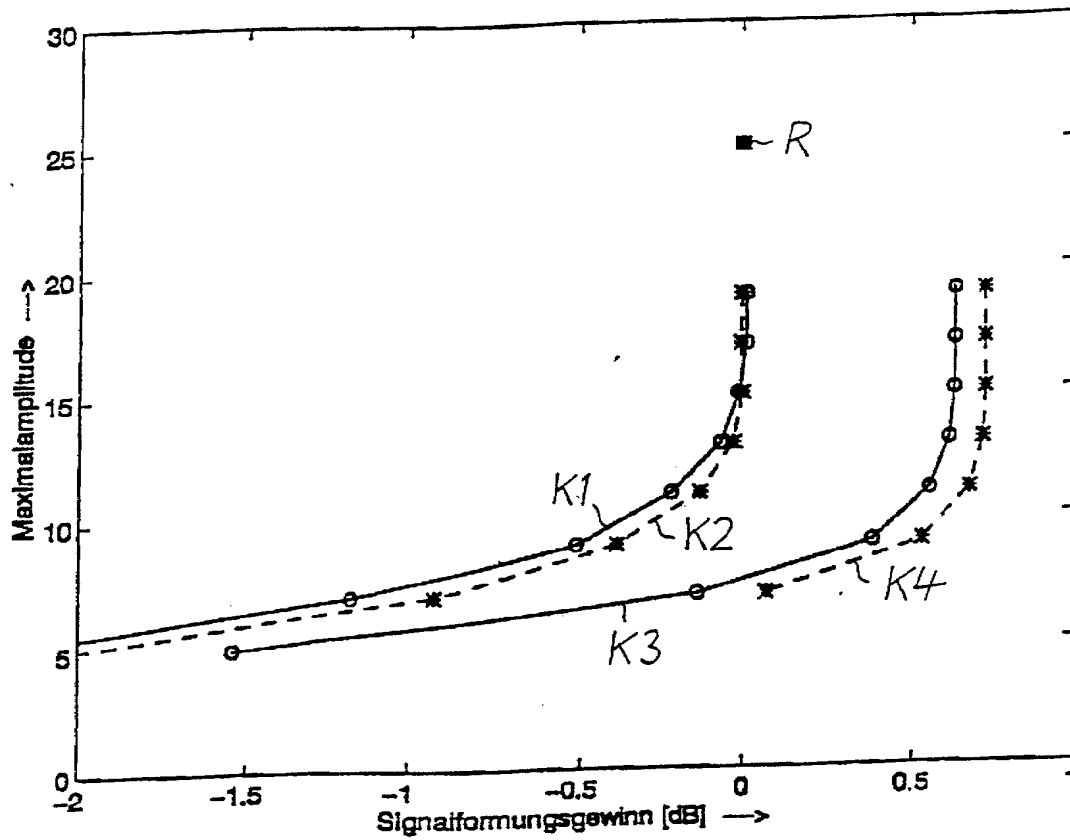


Fig. 7